

(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets

(11) Veröffentlichungsnummer:

0 343 273
A1

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(21) Anmeldenummer: 88108442.0

(51) Int. Cl.⁴: **H03D 7/16** , **H03D 1/22** ,
H03D 3/00

(22) Anmeldetag: 27.05.88

Die Bezeichnung der Erfindung wurde geändert
(Richtlinien für die Prüfung im EPA, A-III, 7.3).

(71) Anmelder: **Deutsche ITT Industries GmbH**
Hans-Bunte-Strasse 19 Postfach 840
D-7800 Freiburg(DE)

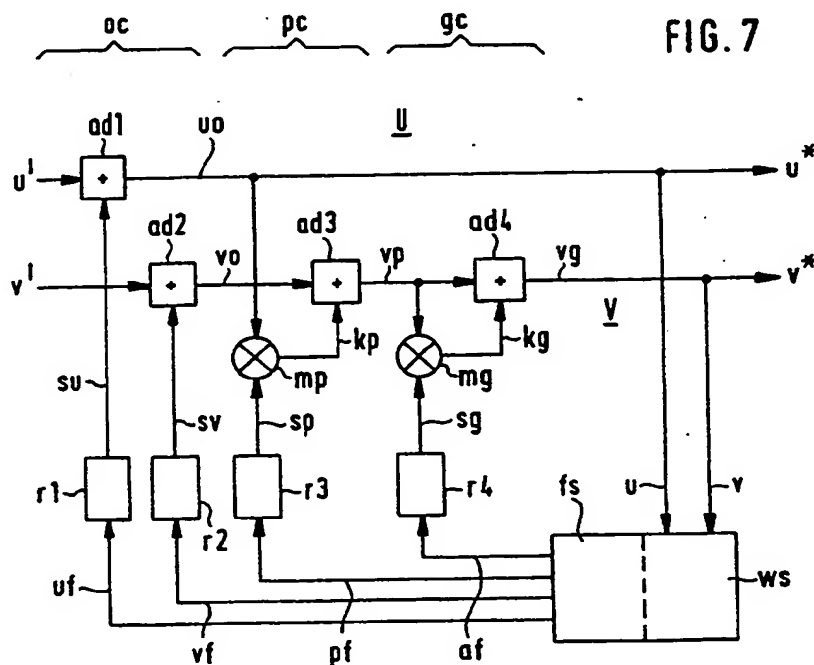
(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
29.11.89 Patentblatt 89/48

(72) Erfinder: **Reich, Werner, Dr. Ing.**
Kleiststrasse 2a
D-7830 Emmendingen(DE)

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE FR GB IT NL

(54) **Korrekturschaltung für ein digitales Quadratur-Signalpaar.**

(57) Korrekturschaltung für ein aus Inphase-Signal (u) und Quadratur-Signal (v) bestehendes digitales Signalpaar (u, v), wobei mittels einer Werte-Erfassungsstufe (ws) und einer Fehler-Erkennungsstufe (fs) aus dem Signalpaar (u, v) sowohl alle Maximal- als auch alle Minimalwerte (um, vm, un, vn) und zwei mit den beiden Extremwerten des Inphase-Signals (u) gekoppelte Halte-Werte ($vh1, vh2$) des Quadratur-Signals (v) bestimmt werden, um mittels der Fehler-Erkennungsstufe (fs) ein Inphase- bzw. ein Quadratur-Offsetfehler-Signal (uf, vf), ein Phasenfehler-Signal (pf) und ein Amplitudenfehler-Signal (af) zu erzeugen, aus denen mittels jeweils eines zugehörigen Reglers ($r1, \dots, r4$) ein Inphase- bzw. ein Quadratur-Offset-Stellsignal (su, sv), ein Phasen-Stellsignal (sp) und ein Amplituden-Stellsignal (sg) gebildet sind.



Korrekturschaltung

Die Erfindung betrifft eine Korrekturschaltung für ein digitales Quadratur-Signalpaar, das aus einem Inphase-Signal und einem Quadratur-Signal besteht. Analoge oder digitale Quadratur-Signalpaare finden dort Verwendung, wo mittels eines einzigen Trägers gleichzeitig zwei Signale übertragen werden sollen, beispielsweise bei den üblichen Farbfernseh-Standards oder bei der digitalen Quadraturamplitudenmodulation, zunehmend aber auch dort, wo Signale in einen anderen Frequenzbereich umgesetzt werden, beispielsweise bei der Tief-Zwischenfrequenzumsetzung beliebig modulierter Signale, bei einigen Verfahren der Einseitenbandumsetzung oder bei der digitalen Verarbeitung von Radarsignalen. Die Korrekturschaltung nach der Erfindung ist dabei vorteilhaft auf winkelmodierte Signale anzuwenden.

In allen diesen Fällen ist eine genaue Weiterverarbeitung der beiden Quadratur-Komponenten nur möglich, wenn die jeweiligen Frequenzanteile des analogen oder digitalen Quadratur-Signalpaars genau gleiche Amplituden aufweisen und in der Phase genau um 90° gegeneinander versetzt sind. Beim Tief-Zwischenfrequenzverfahren, bei dem das Quadratur-Signalpaar auf der Empfangsseite durch eine analoge Quadraturmischung gebildet wird, entstehen durch kaum vermeidbare Unsymmetrien in den beiden Signalpfaden derartige Abweichungen, die letzten Endes zu untragbaren Störungen führen.

Abhilfe schaffen hier Korrekturschaltungen, die mittels geeigneter Detektoren Fehler oder Störkomponenten in der jeweiligen Amplitude und der jeweiligen Phase des Quadratur-Signalpaares erkennen und daraus Korrektursignale erzeugen, um die Fehler möglichst zu beseitigen. Eine derartige Korrekturschaltung ist beispielsweise für analoge Quadratur-Signalpaare in EP-A 122 657 (= US-A 46 33 315) für eine Tief-Zwischenfrequenzumsetzung beschrieben, bei der ein hochfrequent übertragenes Fernsehsignal in das Basisband umgesetzt wird.

Der Übergang von einer analogen Signalverarbeitung auf eine digitale ist an und für sich für derartige Quadratur-Signalpaare sehr vorteilhaft, weil ein großer Teil der Unsymmetrien der beiden Signalfade dabei entfällt, wie z.B. unterschiedliche Einflüsse durch Alterung, Temperatur, Änderung von Abgleicheinstellungen und unterschiedliche interne oder externe Stör- oder Nutzsignalverkopplungen, und in digitaler Technik aufwendige Filter- und Verarbeitungsschaltungen realisierbar sind, die in analoger Technik kaum möglich sind. Allerdings sind die durch die Digitalisierung zu erzielenden Vorteile nur dann zu erreichen, wenn auch die Genauigkeit des digitalen Quadratur-Signalpaares ebenfalls den höheren Anforderungen genügt. Hierzu lassen sich auch aufwendige Korrekturschaltungen in digitaler Technik vorteilhaft realisieren. z.B. zeigt EP-A 237 590 (= US-Anmeldung, Serial No. 07/022, 833 = ITT-case S. Mehrgardt 18) eine derartige digitale Korrekturschaltung zur Phasen- und Amplitudenkorrektur. Die jeweiligen Korrektursignale werden mittels Addier- bzw. Subtrahierschaltungen der jeweiligen Quadratur-Komponente hinzuaddiert bzw. von ihr abgezogen. Dabei ist das jeweilige Korrektursignal durch Produktbildung aus einer der Quadratur-Komponenten mit dem zugehörigen Korrekturfaktor gebildet, der mittels einer Regelschaltung aus dem zugehörigen Fehlersignal erzeugt wird.

In der Bildung der Fehlersignale liegt die eigentliche Schwierigkeit für jede Korrekturschaltung. Die Feststellung einer vorhandenen Abweichung ist noch verhältnismäßig einfach, wenn wie beim Farb-Bild-Austast-Synchron-Signalgemisch, dem FBAS-Signal, während jeder Bildzeile der eigentliche Hochfrequenzträger, der auch als Bildträger dient, mit definierter Amplitude während des Zeilen-Synchronimpulses übertragen wird und ebenfalls in jeder Bildzeile für das Burst-Signal der Hochfrequenzträger mit dem reinen Farbhilfsträger moduliert wird, der während dieser Zeit mit definierter Amplitude und definierter Phase genau festgelegt ist. Das durch das Burst-Signal festgelegte Quadratur-Signalpaar stellt dabei gleichsam einen mit konstanter Frequenz umlaufenden Zeiger konstanter Länge dar.

Die Bildträgerschwingung während des Synchronimpulses und/oder die Farbhilfsträgerschwingung während des Burst-Signals können somit als Referenz bei der Tief-Zwischenfrequenzumsetzung bzw. bei der Farb-Signalverarbeitung dienen. Bei der Tief-Zwischenfrequenzumsetzung kann z.B. die Bildung des Phasenfehlers durch Produktbildung aus dem Inphase- und dem Quadratur-Signal und die Bildung des Amplitudenfehlers aus dem Vergleich (= Differenzbildung) der mittleren Amplitudenquadratwerte des Inphase- und des Quadratur-Signals erfolgen.

Diese Art der Fehlersignalbildung ist jedoch bei der Tief-Zwischenfrequenzumsetzung von Signalen ohne reine Träger- oder Hilfsträger-Übertragung nicht möglich, weil der durch das Quadratur-Signalpaar gebildete resultierende Zeiger ständig moduliert ist und zu keiner Zeit eine definierte Bezugsgröße enthält.

Es ist daher Aufgabe der durch die Patentansprüche gekennzeichneten Erfindung, eine Korrekturschaltung für digitale Quadratur-Signalpaare anzugeben, die eine genaue Korrektur des Inphase- und des Quadratur-Signals ermöglicht, auch wenn im ursprünglichen Signal oder im Quadratur-Signalpaar ein unmodulierter Träger oder ein leicht detektierbarer Hilfsträger nicht vorhanden ist.

Die Erfindung wird nun anhand der Figuren der Zeichnung näher erläutert:

Fig. 1 zeigt in Form eines Blockschaltbildes schematisch eine bekannte Tief-Zwischenfrequenzumsetzungs-Schaltung,

Fig. 2 zeigt in analoger Darstellung anhand eines fehlerbehafteten cosinus/sinusförmigen Quadratur-Signalpaares die grundsätzlich auftretenden Fehler sowie das zugehörige korrigierte Quadratur-Signalpaar,

Fig. 3 zeigt als Blockschaltbild ein Ausführungsbeispiel für die Stellerichtungen im Inphase- und Quadratur-Signalfad,

Fig. 4 zeigt in analoger Darstellung, wie sich die in Fig. 2 dargestellten Quadratur-Signalfehler auf den resultierenden Zeiger auswirken,

Fig. 5 zeigt das Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels der Werte-Erfassungs- und der Fehler-Erkennungsstufe,

Fig. 6 zeigt das Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels des Maximum-Detektors,

Fig. 7 zeigt als Blockschaltbild ein Ausführungsbeispiel der Korrekturschaltung nach der Erfindung, und

Fig. 8 zeigt als Blockschaltbild das Ausführungsbeispiel eines nichtlinearen Reglers.

Der Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, daß das der Fehlersignalbildung zugeführte fehlerbehaftete Quadratur-Signalpaar u, v als umlaufender resultierender Zeiger in polarer Darstellung angesehen werden kann, der bei ausreichend hoher Umlauffrequenz als Ortskurve eine Ellipse beschreibt, deren Lage und deren Achsenverhältnis von den Fehlern des Quadratur-Signalpaares u, v bestimmt ist. Ohne diese Fehler ergäbe sich ein exakter Kreis um den Koordinatenursprung. Durch die Bestimmung charakteristischer Ortskurvenfehler, indem die Abweichung der tatsächlichen elliptischen Ortskurve von einem idealen im Koordinatenursprung zentrierten Kreis festgestellt wird, lassen sich die erforderlichen Fehler-Signale finden, die über einen zugehörigen Regler geführt, die jeweiligen Stellerichtungen des Inphase- und des Quadratur-Signalfades U, V speisen.

Die jeweiligen Fehler könnten auch durch nicht rückgekoppelte Systeme kompensiert werden. Eine Reglerstruktur hat aber den Vorteil, daß einfachere, z.B. auch nichtlineare Systeme, verwendet werden können. Die Regler enthalten im allgemeinen ein Tiefpaßfilter oder einen Integrator, um niedere Frequenzen und Gleichanteile als Regelsignale durchzulassen, höhere Frequenzen dagegen, die als kurzzeitige oder ständig wirkende Störgrößen angesehen werden, zu unterdrücken.

Die in Fig. 1 schematisch dargestellte Tief-Zwischenfrequenzumsetzungs-Schaltung enthält den Quadraturmischer qm , der das von der Antenne kommende Hochfrequenz-Signal hf direkt in das Basisband als analoges Quadratur-Signalpaar umsetzt, wobei das digitale Inphase-Signal (= u -Signal) u' bzw. das digitale Quadratur-Signal (= v -Signal) v' mittels des ersten bzw. des zweiten A/D-Umsetzers $w1, w2$ gebildet ist und ein nicht gezeigter Systemtakt wie üblich die Digitalisierung steuert. Das der Antenne entstammende Hochfrequenz-Signal hf ist mittels des Hochfrequenzbandpasses bp grob vorselektiert und mittels des Vorverstärkers vv auf eine ausreichende Amplitude gebracht, um mittels des Quadraturmischers qm möglichst verzerrungsfrei in das Basisband umgesetzt zu werden.

Der Quadraturmischer qm enthält den ersten und den zweiten Hochfrequenzmischer ($hm1, hm2$), dessen Signaleingang jeweils am Ausgang des Vorverstärkers vv liegt. Der jeweilige Trägereingang der beiden Hochfrequenzmischer ist mit dem 0° - bzw. mit dem 90° -Signalausgang des lokalen Oszillators lo verbunden. Der zulässige Oberwellenanteil des lokalen Oszillators lo ist dabei von der Güte der Vorselektion im Hochfrequenzbandpaß bp abhängig, damit keine Mischungssignale aus unerwünschten Kanälen in das Nutzsignal des Basisbandes gelangen. Ähnliches gilt für die Linearität der Hochfrequenzmischer $hm1, hm2$, die ebenfalls so gut sein muß, daß im Nutzband keine mischungsbedingten Störfrequenzen auftreten. Das Ausgangssignal der beiden Hochfrequenzmischer ist über den jeweiligen Tiefpaß $t1, t2$ und den jeweiligen Basisband-Verstärker $bv1, bv2$ geführt, wobei deren Ausgangssignale das analoge u - bzw. das analoge v -Signal sind.

Bei der Tief-Zwischenfrequenzumsetzung liegt im allgemeinen die Frequenz des lokalen Oszillators lo im Frequenzbereich des hochfrequenten Kanals. Die erfindungsgemäße Korrekturschaltung erfordert, daß die Frequenz des lokalen Oszillators lo bei der Quadraturmischung so neben der Frequenz des hochfrequenten Trägers liegen muß, daß die Frequenz des heruntergemischten Trägers bei Audiosignalen beispielsweise 10 kHz beträgt. Dieser Wert ist bei FM-Stereo-Signalen vorteilhaft, weil eventuell verbleibende Rstfehler in Verstärkung und Phase nach der Demodulation zu Störsignalen bei 20 kHz führen, die dann weder im Summen- noch im Stereo-Differenz-Signal liegen.

Fig. 2 zeigt in analoger Darstellung als Funktion des Phasenwinkels α das unkorrigierte u - und das unkorrigierte v -Signal u', v' und als gestrichelte Linie das zugehörige korrigierte u - und das korrigierte v -Signal uc, vc . In der Darstellung ist dabei davon ausgegangen, daß die absolute Amplitude und die absolute

Phase des unkorrigierten Quadratur-Signalpaares u' , v' nicht von Bedeutung ist. Daher kann der Phasen- und der Amplitudenfehler auf das unkorrigierte u-Signal u' bezogen werden, das damit als Referenz-Signal angesehen wird. Verstärkungs- und Phasenfehler treten dann nur beim unkorrigierten v-Signal v' auf.

Diese vereinfachende, jedoch voll gültige Betrachtungsweise, wird für die weitere Beschreibung beibehalten. Selbstverständlich wäre auch eine Betrachtungsweise gültig, bei der das unkorrigierte v-Signal v' als Referenz angesehen würde und die Amplituden- und die Phasenkorrektur dann nur das unkorrigierte u-Signal u' betreffen. Bei einer kohärenten Modulation schließlich kann sowohl das unkorrigierte u-als auch das unkorrigierte v-Signal jeweils einen Phasen- und/oder Verstärkungsfehler aufweisen. Dann muß mittels der Korrekturschaltung sowohl das unkorrigierte u- als auch das unkorrigierte v-Signal u' , v' in der Phase und in der Amplitude korrigiert werden.

Die in Fig. 2 gezeigten Fehler sind beim unkorrigierten u-Signal u' der Inphase-Offsetfehler du , beim unkorrigierten v-Signal v' der Quadratur-Offsetfehler dv , der Phasenfehler dp sowie der Amplitudenfehler dg , dessen Ursache eigentlich ein Verstärkungsfehler ist. Dabei ist mit h die Sollamplitude des u- und des v-Signals bezeichnet, die bei der Tief-Zwischenfrequenzumsetzung proportional zur Amplitude des Hochfrequenzträgers ist. Das dargestellte unkorrigierte v-Signal v' mit dem Amplitudenfehler dg hat also als Amplitude den Wert $h(1 + dg)$.

Der Amplitudenfehler dg hat seine Ursache in unterschiedlichen Pegeln der beiden hochfrequenten Mischersignale und in unterschiedlichen Verstärkungen der beiden Hochfrequenzmischer $hm1$, $hm2$, der beiden Tiefpässe $t1$, $t2$, der beiden Basisband-Verstärker $bv1$, $bv2$ und der beiden A/D-Umsetzer $w1$, $w2$. Der gesamte Verstärkungsfehler kann somit leicht eine Amplitudenabweichung von 10% bewirken.

Der Phasenfehler dp hat seine Hauptursache in der nicht exakten 90° -Phasenlage der beiden Mischersignale des lokalen Oszillators lo .

Die Offsetfehler du , dv sind durch die A/D-Umsetzer und die gleichspannungsgekoppelten Stufen vor der Digitalisierung verursacht. Aber selbst bei der Verwendung wechspannungsgekoppelter Stufen sind offsetähnliche Fehler zu beachten. Ein Wechspannungsverstärker mit sehr niedriger Grenzfrequenz kann als ein Gleichspannungsverstärker angesehen werden, von dessen Ausgangssignal die vom Wechspannungsverstärker unterdrückten, im Signal aber vorhandenen niederfrequenten Komponenten subtrahiert werden. Dies entspricht der Addition einer signalabhängigen, langsam zeitveränderlichen Offsetspannung. Somit wirken sich die wegen der hohen Verstärkung erforderlichen Wechspannungsverstärker ebenfalls auf den Offsetfehler du , dv aus.

In Fig. 2 ist der Phasenfehler $-dp$ als derjenige Wert dargestellt, um den das unkorrigierte v-Signal v' gegenüber dem korrigierten v-Signal vc nacheilt. Da das unkorrigierte u- und das korrigierte u-Signal u' , uc als cosinusförmige Signale dargestellt sind, ist das korrigierte v-Signal vc sinusförmig.

In Fig. 2 ist der Phasenfehler $-dp$ als derjenige Wert dargestellt, um den das unkorrigierte u-Signal u' gegenüber dem korrigierten v-Signal vc nacheilt. Da das unkorrigierte u- und das korrigierte u-Signal u' , uc , als cosinusförmige Signale dargestellt sind, ist das korrigierte v-Signal vc sinusförmig.

Im Gegensatz zu Systemen, die bereits demodulierte Signale verarbeiten, wirken sich bei der Tief-Zwischenfrequenzumsetzung von winkelmodulierten Signalen alle hier genannten Fehler so aus, daß sich im allgemeinsten Fall nichtlineare Verzerrungen des demodulierten Signals ergeben - auch bei Offsetfehlern. Durch geeignete Wahl der Frequenz des lokalen Oszillators lo kann ein konstantes Störsignal in einen nicht mehr störenden Bereich außerhalb des Nutzsignals verlagert werden. Verzerrungen bei der Übertragung eines Nutzsignals werden indessen nicht reduziert. Eine Abhilfe ist daher nur durch Korrektur des fehlerhaften Quadratur-Signalpaares u' , v' möglich.

Die eigentliche Messung der Fehler sollte bei digitalisierten Anordnungen immer nach den A/D-Umsetzern erfolgen, um deren Fehler bei der Korrektur mitzuerfassen, die entweder analog vor oder digital nach den A/D-Umsetzern ausgeführt werden kann. Ein analoges Stellen würde aber eine D/A-Umsetzung der jeweiligen Stell- oder Regelsignale erfordern; dies wird beim digitalen Stellsystem vermieden. Die weitere Betrachtung bezieht sich somit auf digitale Stelleinrichtungen, die insbesondere durch Addierschaltungen und Multiplizierer realisiert sind. Vorteilhaft ist dabei die Anwendung des Zweierkomplement-Codes für die zugeführten Daten oder Signale.

Das in Fig. 2 dargestellte unkorrigierte Quadratur-Signalpaar u' , v' läßt sich durch folgende Gleichungen (1) und (2) beschreiben:

$$u' = h \cos \alpha + du \quad (1)$$

$$v' = (1 + dg)h \sin(\alpha + dp) + dv \quad (2)$$

Dabei ist

" α " die zeitabhängige Phase, die bei FM-Signalen die eigentliche Modulation enthält,

" $h > 0$ " wie beschrieben die Sollamplitude des u- und des v-Signals, und

" du , dv , dp und dg " sind die bereits oben genannten Quadratur-Signalfehler.

Fig. 3 zeigt schematisch eine ideale Stelleinrichtung, die bei der Zuführung geeigneter Stellsignale alle Quadratur-Signalfehler vollständig beseitigen kann. Das am Ausgang der idealen Stelleinrichtung abgreifbare Ausgangs-Quadratur-Signalpaar u^*, v^* ist dann das gewünschte voll korrigierte Quadratur-Signalpaar u_c, v_c .

Um die in Fig. 1 dargestellten Quadratur-Signalfehler vollständig zu beseitigen, sind folgende ideal wirkende Stellsignale erforderlich, die aus den Gleichungen (1) und (2) ableitbar sind:

- das Inphase-Offset-Stellsignal, das u-Stellsignal, $su = -du$,
 - das Quadratur-Offset-Stellsignal, das v-Stellsignal, $sv = -dv$,
 - das Phasen-Stellsignal $sp = -(1 + dg) \sin dp$, und
 - das Amplituden-Stellsignal $sg = -1 + 1/(1 + dg) \cos dp$.
- Übliche Verfahren zur Korrektur des Quadratur-Signalpaares u', v' verwenden z.B.:
- den Gleichanteil des unkorrigierten u-Signals u' zur Korrektur des Inphase-Offsetfehlers du ,
 - den Gleichanteil des unkorrigierten v-Signals v' zur Korrektur des Quadratur-Offsetfehlers dv ,
 - den Gleichanteil des aus dem unkorrigierten Quadratur-Signalpaar gebildeten Produkts u', v' zur Korrektur des Phasenfehlers dp und schließlich
 - den Gleichanteil des aus dem unkorrigierten Quadratursignalpaar u', v' gebildeten Terms $u'^2 - v'^2$ bzw. $|u'|^2 - |v'|^2$ zur Korrektur des Amplitudenfehlers dg .

Die Gleichanteile dieser Terme bilden in den zugehörigen trigonometrischen Funktionen jeweils einen Summanden, der eine ungerade Funktion des zu korrigierenden Fehlers darstellt und der in einer Regelung das jeweilige Stellsignal su, sv, sp, sg in der richtigen Stellrichtung beeinflusst. Obwohl diese Systeme bei einem unmodulierten Träger erfolgreich sind, kann die Modulation des Trägers in den oben genannten Termen zu zusätzlichen Gleichanteilen führen, die sich den durch die Quadraturfehler bestimmten Gleichanteilen überlagern und zu einer fehlerhaften Funktion der Korrekturschaltung führen, die im ungünstigsten Fall die Quadratur-Signalfehler vergrößert, anstatt sie zu vermindern. Wenn z.B. bei der Tief-Zwischenfrequenzumsetzung aus dem Frequenzspektrum des umzusetzenden Kanals eine Spektrallinie direkt in den Frequenzsprung transformiert wird, dann erscheint diese im Basisband, also auch im unkorrigierten Quadratur-Signalpaar u', v' , als Gleichkomponente und wird von der Offset-Korrekturstufe fälschlicherweise wie ein Offsetfehler ausgeglichen.

Das der Erfindung zugrundeliegende Korrektursystem verwendet statt der oben genannten Terme geeignet gewählte Werte des Quadratur-Signalpaares, deren wesentlicher Vorteil ist, daß sie von der Winkel-Modulation unabhängig sind. Dies soll im folgenden anhand der Fig. 4 erläutert werden.

Bei der bisherigen Betrachtung wurden die Quadratur-Signalfehler auf das unkorrigierte Quadratur-Signalpaar u', v' bezogen, das direkt am Ausgang des ersten und des zweiten A/D-Umsetzers w_1, w_2 abgreifbar ist. Die sich daran anschließende Korrekturschaltung enthält einen Inphase- und einen Quadratur-Signalfad U, V mit verschiedenen Korrekturstufen oc, pc, gc , in deren Verlauf das unkorrigierte Quadratur-Signalpaar u', v' modifiziert wird und am Ausgang als Ausgangs-Quadratur-Signalpaar u^*, v^* der weiteren Signalverarbeitung zur Verfügung steht. Entsprechend dem Korrekturverhalten kann es sich dabei entweder um das gewünschte korrigierte Quadratur-Signalpaar u_c, v_c oder ein Quadratur-Signalpaar mit restlichen oder unveränderten Quadratur-Signalfehlern handeln. Die weitere Beschreibung geht daher von der Verallgemeinerung aus, daß das am Quadraturpaar-Signalfad U, V zur Fehlerermittlung abgegriffene Signal das Quadratur-Signalpaar u, v mit den zugehörigen Quadratur-Signalfehlern ist.

Interpretiert man die beiden Komponenten des Quadratur-Signalpaares u, v als kartesische Koordinaten eines resultierenden Zeigers, so ergibt sich als dessen Ortskurve ohne Quadratur-Signalfehler ein Kreis mit dem Radius h , dessen Mittelpunkt M mit dem Ursprung des Koordinatensystems identisch ist, vgl. Fig. 4a. Offsetfehler du, dv führen zu einer Verschiebung des Mittelpunkts M aus dem Ursprung, die Ortskurve bleibt aber ein Kreis, vgl. Fig. 4b mit $h = 1$.

Der Amplitudenfehler dg führt zu einer elliptischen Form der Ortskurve, vgl. Fig. 4c, in der die v-Amplitude nur halb so groß wie die auf eins normierte u-Amplitude ist.

Der Phasenfehler dp führt ebenfalls zu einer elliptischen Ortskurve, deren Hauptachsen jedoch gegenüber dem Koordinatenkreuz gedreht sind. Zusätzlich sind alle Fehlerarten gleichzeitig vorhanden, so überlagern sich diese Effekte. Alle diese Fehler sind z. B. in Fig. 4e dargestellt, wobei die u-Amplitude h auf den Wert eins normiert ist. Der Mittelpunkt M der gedrehten Ellipse liegt auf den Koordinatenwerten $u = -0,5$ und $v = -0,125$. Die Extremwerte bezüglich der beiden Koordinaten u, v sind:

- der Inphase-Maximalwert (= u-Maxwert) um ,
- der Inphase-Minimalwert (= u-Minwert) un ,
- der Quadratur-Maximalwert (= v-Maxwert) vm und
- der Quadratur-Minimalwert (= v-Minwert) vn .

Ferner sind diejenigen Punkte P_1 bzw. P_2 der Ortskurve eingezeichnet, in denen der u-Minwert un bzw.

der u-Maxwert um auftritt. Die zugehörigen v-Werte sind der erste bzw. der zweite Quadratur-Haltewert (= v-Haltewert) vh_1 , vh_2 .

Aus diesen speziellen Ortskurvenwerten nach Fig. 4e lassen sich für die beiden Gleichungen (1) und (2) durch Umformung folgende Größen bestimmen:

$$\begin{aligned} 5 \quad & u_n = -h + du \quad (3) \\ & u_m = h + du \quad (4) \\ & v_n = -h(1 + dg) + dv \quad (5) \\ & v_m = h(1 + dg) + dv \quad (6) \\ & v_{h1} = -h(1 + dg)\sin dp + dv \quad (7) \\ 10 \quad & v_{h2} = h(1 + dg)\sin dp + dv \quad (8) \end{aligned}$$

Geeignete Kombinationen dieser Gleichungen führen zu folgenden Gleichungen:

$$\begin{aligned} & u_n + u_m = 2du \quad (9) \\ & v_n + v_m = 2dv \quad (10) \\ & v_{h2} - v_{h1} = 2h(1 + dg)\sin dp \quad (11) \\ 15 \quad & v_m - v_n - (u_m - u_n) = 2hdg \quad (12) \end{aligned}$$

(9) bis (12) sind die vier Bestimmungsgleichungen für die vier angegebenen Quadratur-Signalfehler. Sie stellen jeweils eine ungerade Funktion der zu kompensierenden Fehler dar. Diese Terme können deshalb als Signale in einem Regelkreis derartige Stellsignale su , sv , sp , sg erzeugen, daß mit der angegebenen Stelleinrichtung die Fehler des Quadratur-Signalaupes u , v ausgeregelt werden. Die eigentliche Struktur der 20 Regler ist dabei nicht von primärem Interesse.

Erwähnt sei noch, daß die Ortskurve ausreichend häufig durchlaufen werden muß, um verlässliche Schätzwerte für die charakteristischen Werte der Ortskurve zu erhalten. Dies kann aber durch einen hinreichend hohen Frequenzoffset des lokalen Oszillators lo bezüglich der Trägerfrequenz erzwungen werden. Eine Winkelmodulation hat auf die Lage der Ortskurve keinen Einfluß.

25 Die mittels der Regler erzeugten Stellsignale speisen die in Fig. 3 dargestellten Stelleinrichtungen. Das Inphase-Offsetstell-Signal (= u-Stellsignal) su bzw. das Quadratur-Offset-Stellsignal (= v-Stellsignal) sv speist in der Offset-Korrekturstufe oc jeweils den einen Eingang der ersten bzw. der zweiten Addierschaltung ad_1 , ad_2 , deren jeweiligem anderen Eingang das unkorrigierte u - bzw. das unkorrigierte Signal u' , v' zugeführt ist.

30 Das Phasen-Stellsignal sp speist in Fig. 3 den einen Eingang des ersten Multiplizierers mp , dessen anderer Eingang mit dem Ausgang der ersten Addierschaltung ad_1 verbunden ist. Der Ausgang des ersten Multiplizierers mp ist mit dem einen Eingang der dritten Addierschaltung ad_3 verbunden, deren anderer Eingang am Ausgang der zweiten Addierschaltung ad_2 liegt. Die Phasen-Korrekturstufe pc schließt sich somit in Signalflußrichtung an die Offset-Korrekturstufe oc an.

35 In Fig. 3 folgt schließlich in Signalflußrichtung die Amplituden-Korrekturstufe gc , die aus dem zweiten Multiplizierer mg und der vierten Addierschaltung ad_4 besteht, deren einer Eingang am Ausgang des zweiten Multiplizierers angeschlossen ist. Der andere Eingang der vierten Addierschaltung ad_4 und der eine Eingang des zweiten Multiplizierers liegen gemeinsam am Ausgang der dritten Addierschaltung ad_3 , und der andere Eingang des zweiten Multiplizierers mg ist mit dem Amplituden-Stellsignal sg gespeist. Das 40 offsetkorrigierte u -Signal uo ist in dieser Anordnung unverändert durch die Phasen- und die Amplituden-Korrekturstufe pc , gc hindurchgeschleift.

Bei der in Fig. 3 dargestellten Anordnung sind die Ausgangssignale der Offset-Korrekturstufe oc das offsetkorrigierte u - und das offsetkorrigierte v -Signal uo , vo ; die Ausgangssignale der Phasen-Korrekturstufe pc das phasenkorrigierte u - und das phasenkorrigierte v -Signal up , vp , das auch offsetkorrigiert ist, und 45 schließlich sind die Ausgangssignale der Amplituden-Korrekturstufe gc das amplitudenkorrigierte u - und v -Signal ug , vg , das zusätzlich offset- und phasenkorrigiert ist. Die jeweiligen Stelleinrichtungen arbeiten so, daß bei nicht vorhandenem Fehler das jeweilige Stellsignal gleich null ist und daß bei einer zwangsweise durchgeführten Nullstellung des Stellsignals die jeweilige Stelleinrichtung unwirksam wird und das jeweilige Quadratur-Signalaupaar unverändert hindurchläßt.

50 In Fig. 5 ist anhand eines Blockschaltbildes gezeigt, wie die Werte-Erfassungsstufe ws und die Fehler-Erkennungsstufe fs entsprechend den Bestimmungsgleichungen (9) bis (12) die einzelnen Fehlersignale aus den charakteristischen Werten der Ortskurve bilden. Das u -Signal u speist jeweils den Eingang des ersten Minimum- bzw. des ersten Maximum-Detektors n_1 , m_1 , deren Ausgangssignal der u -Minwert un bzw. der u -Maxwert um ist.

55 Das v -Signal v liegt am Eingang der ersten bzw. zweiten Halteschaltung h_1 , h_2 , die als Ausgangssignal den ersten bzw. den zweiten v -Haltewert vh_1 , vh_2 bildet und deren jeweiliger Steuereingang vom ersten bzw. zweiten Detektorsignal d_1 , d_2 gesteuert ist, das dem ersten Minimum-Detektor n_1 bzw. dem ersten Maximumdetektor m_1 entstammt. Ferner ist das v -Signal v dem zweiten Minimum-Detektor n_2 bzw. dem

zweiten Maximumdetektor m2 zugeführt, die als Ausgangssignal den v-Minwert vn bzw. den v-Maxwert vm bilden.

Der erste bzw. zweite Minimum-Detektor kann als dritter bzw. vierter Maximum-Detektor m3, m4 ausgebildet sein, wenn deren Signaleingang das u- bzw. das v-Signal u, v über den ersten bzw. den zweiten Inverter i1, i2 zugeführt ist und deren Ausgangssignal über den dritten bzw. den vierten Inverter i3, i4 geführt ist. Dabei wird das dem jeweiligen Inverter zugeführte Signal in seinem Wert logisch negiert.

In der Fehler-Erkennungsstufe fs von Fig. 5 wird mittels des ersten Addierers a1 aus dem u-Minwert un und dem u-Maxwert um das Inphase-Offsetfehler-Signal (= u-Offsetsignal) uf gebildet. Mittels des zweiten Addierers a2 wird aus dem v-Minwert vn und dem v-Maxwert vm das Quadratur-Offsetfehler-Signal (= v-Offsetsignal) vf gebildet. Mittels des ersten Subtrahiers sb1, dessen Minuend- bzw. Subtrahend-Eingang der zweite bzw. der erste v-Haltewert vh2, vh1 zugeführt ist, wird das Phasenfehler-Signal pf erzeugt.

Mittels des zweiten Subtrahierers sb2, dessen Minuend-bzw. Subtrahend-Eingang der u-Maxwert um bzw. u-Minwert un zugeführt ist, wird der Inphase-Amplitudenwert (= u-Amplitudenwert) ua erzeugt. Mittels des dritten Subtrahierers sb3, dessen Minuend- bzw. Subtrahend-Eingang der v-Maxwert vm bzw. der v-Minwert vn zugeführt ist, wird der Quadratur-Amplitudenwert (= v-Amplitudenwert) va erzeugt. Mittels des vierten Subtrahierers sb4, dessen Minuend- bzw. Subtrahend-Eingang mit dem v- bzw. mit dem u-Amplitudenwert va, ua gespeist ist, wird das Amplitudenfehler-Signal af erzeugt.

Die beschriebenen Subtrahierer sind durch Addierer ersetzbar, dabei muß allerdings das dem Subtrahend-Eingang zugeführte Signal mittels eines Inverters in seinem Wert logisch negiert werden.

Das u-Offsetsignal uf entspricht dem Term $2d_u$ der Gleichung (9). Das v-Offsetsignal vf entspricht dem Term $2d_v$ der Gleichung (10). Das Phasenfehler-Signal pf entspricht dem Term $2h(1+dg)$ der Gleichung (11). Das Amplitudenfehler-Signal af entspricht dem Term $2hdg$ der Gleichung (12).

Fig. 6 zeigt das schematische Ausführungsbeispiel eines vorteilhaften Maximumdetektors. Das Eingangssignal se speist dabei den Minuend-Eingang des fünften Subtrahierers sb5, dessen Subtrahend-Eingang mit dem Subtrahend-Eingang des sechsten Subtrahierers sb6 und mit dem Ausgang des Maximum-Detektors verbunden ist, der den zu bestimmenden Maximalwert sm abgibt. Der Ausgang des fünften bzw. des sechsten Subtrahierers speist den ersten bzw. den zweiten Festwertmultiplizierer ma, md deren Ausgangssignale dem zweiten bzw. ersten Eingang 2, 1 des elektronischen Umschalters sw1 zugeführt sind.

Der Ausgang des fünften Subtrahierers sb5 bildet auch das Detektorsignal di, das im einfachsten Fall die Vorzeichenstelle des Ausgangssignals ist. Je nach dem Vorzeichen wird mittels des Detektorsignals di die Schaltung des ersten elektronischen Umschalters sw1 in die erste oder die zweite Schaltposition 1, 2 gesteuert. Ferner dient das Detektorsignal di der Ansteuerung der ersten oder zweiten Halteschaltung h1, h2.

In Fig. 6 liegen diese Schaltungsteile innerhalb des gestrichelt gezeichneten Blocks, der Nachlaufstufens, deren Signal ähnlich wie bei einem analogen Spitzenwertdetektor den Maximalwerten des Eingangssignals se nachläuft. Und zwar wird mittels des ersten bzw. zweiten Festwertmultiplizierers ma, md die Anstiegs- bzw. die Abklingzeit (= attack time bzw. = decay time) bestimmt. Dabei ist dem Minuend-Eingang des sechsten Subtrahierers sb6 ein fester Vorgabewert sl zugeführt, der erforderlich ist, damit bei Maximalwerten im negativen Bereich des Eingangssignals se das langsam abklingende Nachlaufsignal nicht beim Wert null hängen bleibt.

Die beiden Festwertmultiplizierer ma, md bewirken nur eine Stellenverschiebung der zugeführten Signale in Richtung niedriger Werte, also eine Abschwächung um Zweierpotenzen. Im zweiten Festwertmultiplizierer md ist sie wesentlich größer als im ersten Festwertmultiplizierers ma, so daß die Abklingzeit sehr viel größer ist als die Anstiegszeit.

Der Ausgang des ersten elektronischen Umschalters sw1 ist zugleich der Ausgang der Nachlaufstufe ns und speist den Dateneingang des ersten Akkumulators ac1, der aus dem dritten Addierer a3 und dem ersten Verzögerer z1 besteht. Nach einigen Umläufen der Ortskurve baut sich so im Verzögerer z1 als Inhalt der gesuchte Maximalwert sm auf. Mittels des ersten Reset-Signals rs1 kann dieser gelöscht werden, um z.B. einen definierten Startzustand zu erreichen.

Der Vorteil des beschriebenen Maximum-Detektors liegt darin, daß kurzzeitige Störsignale ausgemittelt werden und die Maximalwertbildung nur wenig beeinflussen. Ebenso ist von Vorteil, daß bei einer länger andauernden Störung der richtige Maximalwert sm auch dann wieder gefunden wird, wenn der im Verzögerer z1 gespeicherte Wert zu hoch ist, weil durch den langsam abklingenden Nachlauf der richtige Maximalwert nach einiger Zeit wieder erreicht wird.

Fig. 7 zeigt schematisch als Blockschaltbild ein Ausführungsbeispiel der vollständigen Korrekturschaltung. Dabei ist die im Inphase- und Quadratur-Signalfad U, V liegende Stelleinrichtung identisch mit der von Fig. 3. Sie ist dabei Teil einer Regelschaltung, in der das ausgangsseitige Quadratur-Signalkonstellationsdiagramm u*, v*

der Werte-Erfassungsstufe w_s als u- und v-Signal u , v zugeführt ist, die daraus mittels der Fehler-Erkennungsstufe f_s die zugehörigen Fehlersignale erzeugt. Dabei speist das u- bzw. das v-Offsetsignal u_f , v_f den ersten bzw. den zweiten Regler r_1 , r_2 , dessen Ausgangssignal das u- bzw. das v-Stellsignal s_u , s_v ist; das Phasenfehler-Signal p_f speist den dritten Regler r_3 , dessen Ausgangssignal das Phasen-Stellsignal s_p ist, und schließlich speist das Amplitudenfehler-Signal a_f den vierten Regler r_4 , dessen Ausgangssignal das Amplituden-Stellsignal s_g ist.

Das Ausgangssignal des ersten bzw. des zweiten Multiplizierers m_p , m_g ist der Phasen- bzw. der Amplitudenkorrekturwert k_p , k_g , der den einen Eingang der dritten bzw. der vierten Addierschaltung ad_3 , ad_4 speist. Der Phasen- bzw. der Amplitudenkorrekturwert k_p , k_g und das zugehörige Phasen- bzw. Amplitudenstellsignal s_p , s_g nehmen den Wert null an, wenn kein Phasen- oder Amplituden-Fehler im Quadratursignalpaar u , v vorhanden sind.

Eine Variante der Amplituden-Korrekturstufe gc kommt ohne die vierte Addierschaltung ad_4 aus, wenn statt dessen der zweite Multiplizierer m_g direkt in den v-Signalfad eingefügt wird. Dann wäre ohne Amplitudenfehler der Wert des Amplituden-Stellsignals s_g gleich eins.

Fig. 8 zeigt schematisch das Ausführungsbeispiel eines nichtlinearen Reglers, der in der Schaltungsanordnung nach Fig. 7 vorteilhaft zu verwenden ist. Im wesentlichen wird dabei der Inhalt einer Speicheranordnung um den Wert eines Inkrements Q je nach dem Vorzeichen des Fehlersignals f_i vergrößert oder verkleinert. Dabei können unterschiedliche Werte des Inkrements Q gewählt werden, indem es mittels des Adreß-Worts l aus dem Inkrement-Speicher rr ausgelesen wird. Damit das von der Speicheranordnung gebildete Stellsignal s_i innerhalb eines vernünftigen Wertebereichs bleibt, wird es mit dem von außen zugeführten Begrenzungsbereich-Wort B verglichen und bei einer Bereichsüberschreitung in seinem Wert festgehalten. Als Inkrement Q wird am einfachsten eine Zweierpotenz, z.B. $Q = \pm 2^{-16}$, verwendet, die klein bezüglich des im Audibereich üblicherweise verwendeten Zahlenbereichs von -1 bis $+1$ ist.

Das Festhalten des Stellsignals s_i wird auch ferner durch das Blockier-Signal b erreicht, wodurch der Zustand des jeweiligen Reglers "eingefroren" bleibt. Diese Blockierung kann beim Auftreten von Störsignalen sinnvoll sein, um das Weglaufen des Regelzustandes auch eine einfache Inspektion des Reglervhaltens, weil das Stellsignal s_i beispielsweise über einen nicht dargestellten Datenbus nach außen geführt werden kann.

In dem schematischen Ausführungsbeispiel nach Fig. 8 ist die Vorzeichenstelle des Fehlersignals f_i auf den Steuereingang des zweiten elektronischen Umschalters sw_2 geführt, dessen erster Eingang 1 direkt und dessen zweiter Eingang 2 über den fünften Inverter i_5 an den Ausgang des Inkrement-Speichers rr angeschlossen sind. Wenn das Fehlersignal f_i größer/gleich null ist, liegt die Schaltung am Eingang 2 und verkleinert somit das Stellsignal s_i . Wenn das Fehlersignal f_i kleiner als null ist, liegt die Schaltung am Eingang 1 und das Stellsignal s_i wird vergrößert.

Der Ausgang des zweiten elektronischen Umschalters sw_2 ist auf den zweiten Eingang 2 des dritten elektronischen Umschalters sw_3 geführt, dessen erstem Eingang 1 das Datenwort "O" zugeführt ist. Mittels der beiden elektronischen Umschalter sw_2 , sw_3 kann somit der Inhalt der Speicheranordnung, die z.B. als zweiter Akkumulator ac_2 ausgebildet ist, in seinem Wert verändert werden. Ebenfalls ist das "Einfrieren" des vorhandenen Speicherinhalts möglich. Der zweite Akkumulator ac_2 besteht aus dem vierten Addierer a_4 und dem mittels des zweiten Reset-Signals rs_2 löschbaren zweiten Verzögerer z_2 . Mit dem zweiten Reset-Signal rs_2 ist ein definierter Anfangszustand einstellbar.

Die in Fig. 8 als Block gestrichelt dargestellte Steuereinrichtung st enthält ferner eine aus zwei Komparatoren c_1 , c_2 und drei Gattern o , g_1 , g_2 gebildete Logikschaltung, um das Steuersignal für den dritten elektronischen Umschalter sw_3 zu bilden. Dieses soll ihn nämlich nur dann in die Position 1 mit der angelegten "O" steuern, wenn das Fehlersignal f_i kleiner bzw. größer/gleich null und das Stellsignal s_i größer als der positive bzw. kleiner als der negative Extremwert des zugeführten Begrenzungsbereich-Werts B ist; ein positives Blockier-Signal b soll dagegen immer diese Position 1 erzwingen (vgl. unten die "Funktionstabelle der Steuereinrichtung st ").

Das Begrenzungsbereich-Wort B ist dem Subtrahend-Eingang des ersten Komparators c_1 direkt und dem Minuend-Eingang des zweiten Komparators c_2 über den sechsten Inverter i_6 zugeführt. Die jeweils beiden anderen Eingänge sind mit dem Stellsignal s_i gespeist. Der erste bzw. zweite Komparator c_1 , c_2 liefert eine logische Eins, wenn s_i größer als $+B$ bzw. kleiner als $-B$ ist.

Der Minuend-größer/gleich-Subtrahend-Ausgang des ersten Komparators c_1 liegt am einen Eingang des ersten UND-Gatters g_1 , dessen anderer Eingang mit der Vorzeichenstelle des Fehlersignals f_i gespeist ist, was bei Signalen in Zweierkomplement-Darstellung zu einer logischen Eins am Ausgang des Gatters g_1 für f_i größer/gleich null führt.

Der Subtrahend-kleiner-Minuend-Ausgang des zweiten Komparators c_2 ist mit dem einen Eingang des zweiten UND-Gatters g_2 verbunden, dessen invertierendem anderen Eingang die Vorzeichenstelle des

Fehlersignals f_i direkt zugeführt ist. Die Ausgänge der beiden UND-Gatter g_1, g_2 sind jeweils auf einen Eingang des ODER-Gatters o geführt, dessen dritter Eingang mit dem Blockiersignal b gespeist ist. Der Ausgang des ODER-Gatters o ist auf den Steuereingang des dritten elektronischen Umschalters sw_3 geführt. Somit ist dieser auf den Eingang 1 mit der dort anliegenden "0" geschaltet, wenn wenigstens eines der drei Eingangssignale des ODER-Gatters o logisch eins ist.

Der Ausgang des dritten elektronischen Umschalters sw_3 ist der Ausgang der Steuereinrichtung st . Dieser liefert das Inkrement Q als positiven oder negativen Wert an den Eingang des zweiten Akkumulators ac_2 , um dessen Inhalt zu vergrößern oder zu verkleinern.

Der Wert des Inkrements Q ist dabei klein im Vergleich zu dem des Stellsignals si . Wie erwähnt, wird im Audiosignalbereich bei der digitalen Signalverarbeitung für die Signalpegel üblicherweise der Zahlenbereich von -1 bis $+1$ verwendet, wobei je nach der maximal möglichen Auflösung eine entsprechende Anzahl von Nachkommastellen erforderlich ist.

Umfaßt beispielsweise das Adreß-Wort I zwei Binärstellen, so können damit vier verschiedene Inkremente Q abgerufen werden, z.B. $Q = 2^{-13}, 2^{-14}, 2^{-15}, 2^{-16}$, die dem Akkumulator ac_2 zugeführt werden.

Das im Bereich $+1$ bis -1 aussteuerbare Stellsignal si wird durch das Begrenzungsbereich-Wort B auf einen engeren Wertebereich begrenzt, z.B. auf -2^{-2} bis $+2^{-2}$.

Funktionstabelle zur Bildung des Inkrements Q			
	$si \leq -B$	$-B < si < +B$	$si \geq +B$
$f_i < 0 \quad b = 0$	$Q > 0$	$Q > 0$	$Q = -0$
$f_i \geq 0 \quad b = 0$	$Q = 0$	$Q < 0$	$Q < 0$
f_i beliebig	$Q = 0$	$Q = 0$	$Q = 0$

Ansprüche

1. Korrekturschaltung für ein aus Inphase-Signal (= u-Signal) und Quadratur-Signal (= v-Signal) bestehendes digitales Signalpaar ($u, v; u', v'$)
 - mit einer Offset-Korrekturstufe (oc), die mit einem Inphase-Offset-Stellsignal (= u-Stellsignal) (su) und mit einem Quadratur-Offset-Stellsignal (= v-Stellsignal) (sv) gespeist ist,
 - mit einer Phasen- bzw. mit einer Amplituden-Korrekturstufe (pc, gc), der ein Phasen- bzw. ein Amplituden-Stellsignal (sp, sg) zugeführt ist,
 - mit einer Werte-Erfassungsstufe (ws), die
 - das dem Inphase-Signalfad (U) entstammende u-Signal (u) einem ersten Minimum-Detektor (n_1) zur Bildung eines Inphase-Minimalwertes (= u-Minwert) (un) und einem ersten Maximum-Detektor (m_1) zur Bildung eines Inphase-Maximalwertes (= u-Maxwert) (um) und
 - das dem Quadratur-Signalfad (V) entstammende v-Signal (v) einem zweiten Minimum-Detektor (n_2) zur Bildung eines Quadratur-Minimalwertes (= v-Minwert) (vn), einem zweiten Maximum-Detektor (m_2) zur Bildung eines Quadratur-Maximalwertes (= v-Maxwert) (vm) sowie einer ersten und einer zweiten Halteschaltung (h_1, h_2) zuführt, die dann einen ersten bzw. einen zweiten Quadratur-Haltewert (= v-Haltewert) (vh_1, vh_2) abspeichert, wenn der u-Minwert bzw. der u-Maxwert auftritt,
 - mit einer Fehler-Erkennungsstufe (fs), die
 - mittels eines ersten Addierers (a_1) aus dem u-Maxwert (um) und dem u-Minwert (un) ein Inphase-Offsetfehler-Signal (= u-Offsetsignal) (uf) erzeugt,
 - mittels eines zweiten Addierers (a_2) aus dem v-Maxwert (vm) und dem v-Minwert (vn) ein Quadratur-Offsetfehler-Signal (= v-Offsetsignal) (vf) erzeugt,
 - mittels eines ersten Subtrahierers (sb_1) ein Phasenfehler-Signal (pf) erzeugt, wobei als Minuend der zweite v-Haltewert (vh_2) und als Subtrahend der erste v-Haltewert (vh_1) dient,
 - mittels eines zweiten Subtrahierers (sb_2) einen Inphase-Amplitudenwert (= u-Amplitude) (ua) erzeugt, wobei als Minuend der u-Maxwert (um) und als Subtrahend der u-Minwert (un) dient,
 - mittels eines dritten Subtrahierers (sb_3) einen Quadratur-Amplitudenwert (= v-Amplitude) (va) erzeugt, wobei als Minuend der v-Maxwert (vm) und als Subtrahend der v-Minwert (vn) dient, und
 - mittels eines vierten Subtrahierers (sb_4) als Amplitudenvergleichsstufe ein Amplitudenfehler-Signal (af) erzeugt, dessen Minuend-Eingang mit der v-Amplitude (va) und dessen Subtrahend-Eingang mit der u-

Amplitude (ua) gespeist ist, und

- mit einem ersten bzw. einem zweiten bzw. einem dritten bzw. einem vierten Regler (r1, r2, r3, r4), deren jeweiliger Eingang mit dem u-Offsetsignal (uf) bzw. mit dem v-Offsetsignal (vf) bzw. mit dem Phasenfehler-Signal (pf) bzw. mit dem Amplitudenfehler-Signal (af) gespeist ist und an deren jeweiligem Ausgang das u-Stellsignal (su) bzw. das v-Stellsignal (sv) bzw. das Phasen-Stellsignal (sp) bzw. das Amplituden-Stellsignal (sg) abzugreifen ist.

2. Korrekturschaltung nach Anspruch 1, wobei der erste bzw. der zweite Minimumdetektor (n1, n2) einen dritten bzw. einen vierten Maximum-Detektor (m3, m4) enthält, deren jeweiliger Signaleingang das u- bzw. das v-Signal (u, v) über einen ersten bzw. einen zweiten Inverter (i1, i2) zugeführt ist und deren Ausgangssignal über einen dritten bzw. einen vierten Inverter (i3, i4) geführt ist.

3. Korrekturschaltung nach Anspruch 2, wobei mindestens einer der Maximumdetektoren (M1... m4) folgende Schaltungsteile aufweist:

- einen mittels eines ersten Reset-Signals (rs1) löschbaren Maximum-Speicher zur Speicherung eines Maximalwertes (sm),

- eine Einrichtung zur Abgabe eines Detektorsignals (di), wenn der Maximalwert (sm) zunimmt,

- eine Nachlaufstufe (ns), die

- einen fünften und einen sechsten Subtrahierer (sb5, sb6) enthält, deren jeweilige Subtrahend-Eingänge gemeinsam mit dem Maximalwert (sm) gespeist sind und deren jeweiligem Minuend-Eingang ein Eingangssignal (se) bzw. ein fester Vorgabewert (sl) zugeführt ist,

- einen ersten bzw. einen zweiten Festwertmultiplizierer (ma, md) enthält, der mit dem Ausgang des fünften bzw. des sechsten Subtrahierers (sb5, sb6) verbunden ist, und

- einen ersten elektronischen Umschalter (sw1) enthält, dessen erster bzw. zweiter Eingang (1, 2) am Ausgang des ersten bzw. zweiten Festwertmultiplizierers (ma, md) liegt und vom Ausgang des fünften Subtrahierers (sb5) in die erste bzw. zweite Schaltposition (1, 2) gesteuert ist, wenn das Ausgangssignal des fünften Subtrahierers (sb5), dessen Vorzeichenstelle als Detektorsignal (di) dient, kleiner bzw. größer/gleich null ist.

4. Korrekturschaltung nach Anspruch 3 mit einem ersten Akkumulator (ac1) als Maximum-Speicher, der einen ersten Verzögerer (z1) und einen dritten Addierer (a3) enthält, dessen einer Eingang am Ausgang des ersten elektronischen Umschalters (sw1) und dessen anderer Eingang am Ausgang des ersten Verzögerers

(z1) liegt,

- dessen Eingang mit dem Ausgang des dritten Addierers (a3) verbunden ist,

- der mittels eines ersten Reset-Signals (rs1) löscher ist und

- an dessen Ausgang der Maximalwert (sm) abzugreifen ist.

5. Korrekturschaltung nach Anspruch 1, wobei die Offset-Korrekturstufe (oc) eine erste und eine zweite Addierschaltung (ad1, ad2) enthält, deren jeweiliger erster Eingang vom unkorrigierten u- bzw. vom unkorrigierten v-Signal (u', v') und deren jeweiliger zweiter Eingang vom u- bzw. vom v-Stellsignal (su, sv) gespeist sind, und wobei am Ausgang der ersten bzw. der zweiten Addierschaltung (ad1, ad2) ein offset-korrigiertes u- bzw. ein offset-korrigiertes v-Signal (uo, vo) abzugreifen ist.

6. Korrekturschaltung nach Anspruch 1, bei der die Phasen-Korrekturstufe (pc) eine dritte Addierschaltung (ad3) und einen ersten Multiplizierer (mp) enthält, wobei

- der erste bzw. der zweite Eingang der dritten Addierschaltung (ad3) mit dem, vorzugsweise offset-korrigierten, v-Signal gespeist ist,

- der erste bzw. zweite Eingang des ersten Multiplizierers (mp) mit dem, vorzugsweise offset-korrigierten, u-Signal, das auch als phasenkorrigiertes u-Signal (up) dient, gespeist ist und

- das Ausgangssignal der dritten Addierschaltung (ad3) als phasenkorrigiertes v-Signal (vp) dient.

7. Korrekturschaltung nach Anspruch 1, bei der die Amplituden-Korrekturstufe (gc) eine vierte Addierschaltung (ad4) und einen zweiten Multiplizierer (mg) enthält, wobei

- der jeweilige erste Eingang der vierten Addierschaltung und des zweiten Multiplizierers mit dem, vorzugsweise offset- und phasenkorrigierten, v-Signal gespeist sind,

- der zweite Eingang der vierten Addierschaltung am Ausgang des zweiten Multiplizierers liegt, dessen

zweiter Eingang mit dem Amplituden-Stellsignal (sg) gespeist ist,

- das Ausgangssignal der vierten Addierschaltung als amplituden-korrigiertes v-Signal (vg) dient und

- das in der Amplituden-Korrekturstufe (gc) durchverbundene, vorzugsweise offset- und phasenkorrigierte, u-Signal als amplituden-korrigiertes u-Signal (ug) dient.

8. Korrekturschaltung nach Anspruch 1, bei der mindestens einer der vier Regler (r1,...r4) folgende Teilschaltungen enthält:

- eine Steuereinrichtung (st), der als Eingangssignale ein Fehler-Signal (fi), ein Blockiersignal (b), ein Adreß-Wort (l), ein Begrenzungsbereich-Wort (B) und ein am Ausgang des jeweiligen Reglers abgegriffenes

Stellsignal (si) zugeführt sind, und

- einen mittels eines zweiten Reset-Signals (rs2) löschbaren zweiten Akkumulator (ac2), dessen Dateneingang am Ausgang der Steuereinrichtung (st) liegt und dessen Inhalt das Stellsignal (si) darstellt.

9. Korrekturschaltung nach Anspruch 8, bei der die Steuereinrichtung (st) folgende Schaltungsteile

5 enthält:

- einen durch das Adreß-Wort (l) auslesbaren Inkrement-Speicher (rr), der den jeweiligen Adresseninhalt dem ersten Eingang (1) eines zweiten elektronischen Umschalters (sw2) direkt bzw. dessen zweitem Eingang (2) über einen fünften Dateninverter (i5) zuführt, dessen jeweilige Position vom Vorzeichen des Fehler-Signals (fi) gesteuert ist,

10 - eine erste bzw. eine zweite Vergleichsschaltung (c1, c2), deren Subtrahend-Eingang mit dem Begrenzungsbereich-Wort (B) direkt bzw. deren Minuend-Eingang über einen sechsten Inverter (i6) und deren Minuend-bzw. Subtrahend-Eingang mit dem Stellsignal (si) gespeist ist,

- ein erstes UND-Gatter (g1), dessen einem Eingang das Fehlersignal (fi) und dessen anderem Eingang das Ausgangssignal der ersten Vergleichsschaltung (c1) zugeführt ist,

15 - ein zweites UND-Gatter (g2), dessen invertierendem einen Eingang das Fehlersignal (fi) und dessen nichtinvertierendem anderen Eingang das Ausgangssignal der zweiten Vergleichsschaltung (c2) zugeführt ist,

- ein ODER-Gatter (o), dessen Ausgangssignal einen dritten elektronischen Umschalter (sw3) steuert, dessen erster bzw. zweiter Eingang (1, 2) mit dem Datenwert "O" bzw. mit dem Ausgangssignal des zweiten elektronischen Umschalters (sw2) gespeist ist und dessen Ausgang mit dem Dateneingang des zweiten Akkumulators (ac2) verbunden ist, wobei die Eingangssignale des ODER-Gatters (o) das Blockier-Signal (b) und die Ausgangssignale des ersten und des zweiten UND-Gatters (g1, g2) sind.

20 10. Korrekturschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 9, wobei das digitale Signalpaar (u, v; u', v') einer Tief-Zwischenfrequenz-Umsetzungsschaltung mit einem ersten und einem zweiten Hochfrequenzmischer (hm1, hm2) sowie einem lokalen Oszillator (lo) entstammt, dessen Mischungsfrequenz im Nutzband des Hochfrequenz-Signals (hf) liegt, zur eigentlichen Trägerfrequenz jedoch einen vorbestimmten Frequenz-
25 abstand aufweist.

30

35

40

45

50

55

FIG. 1

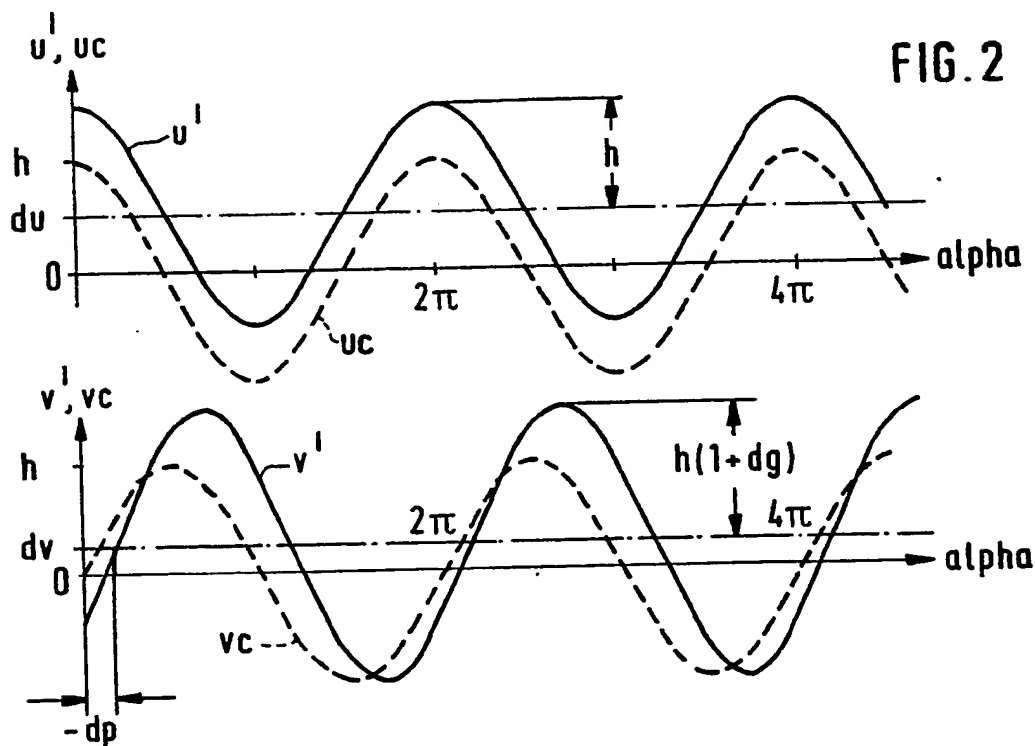
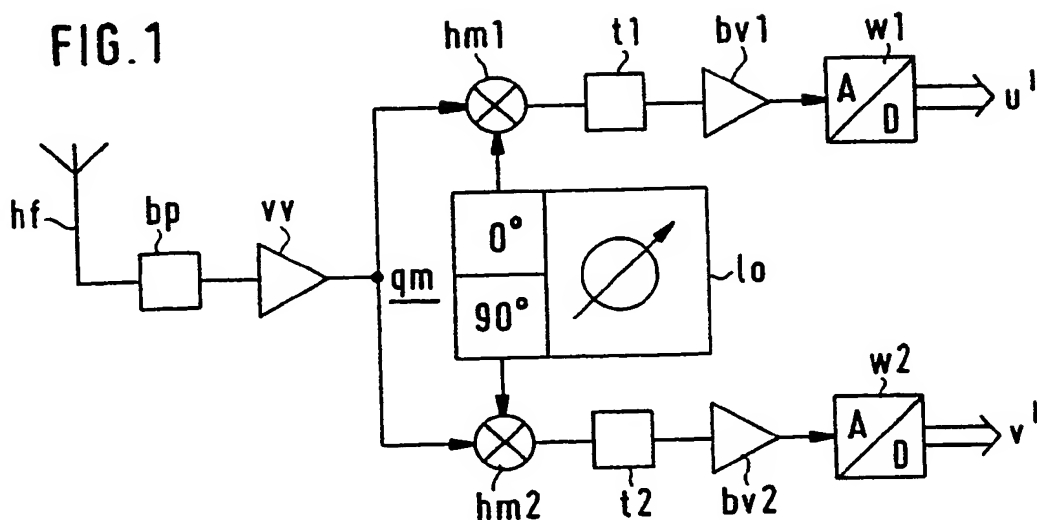
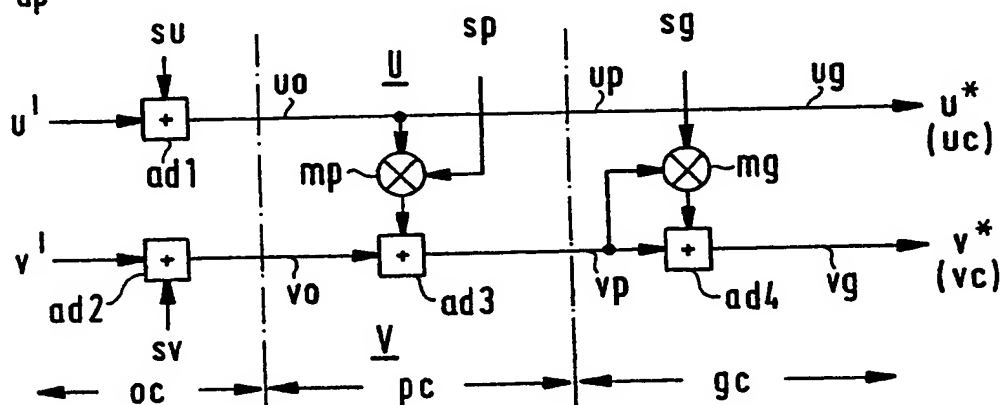


FIG. 3



Neu eingereicht / Newly filed
Nouvellement déposée

FIG. 4

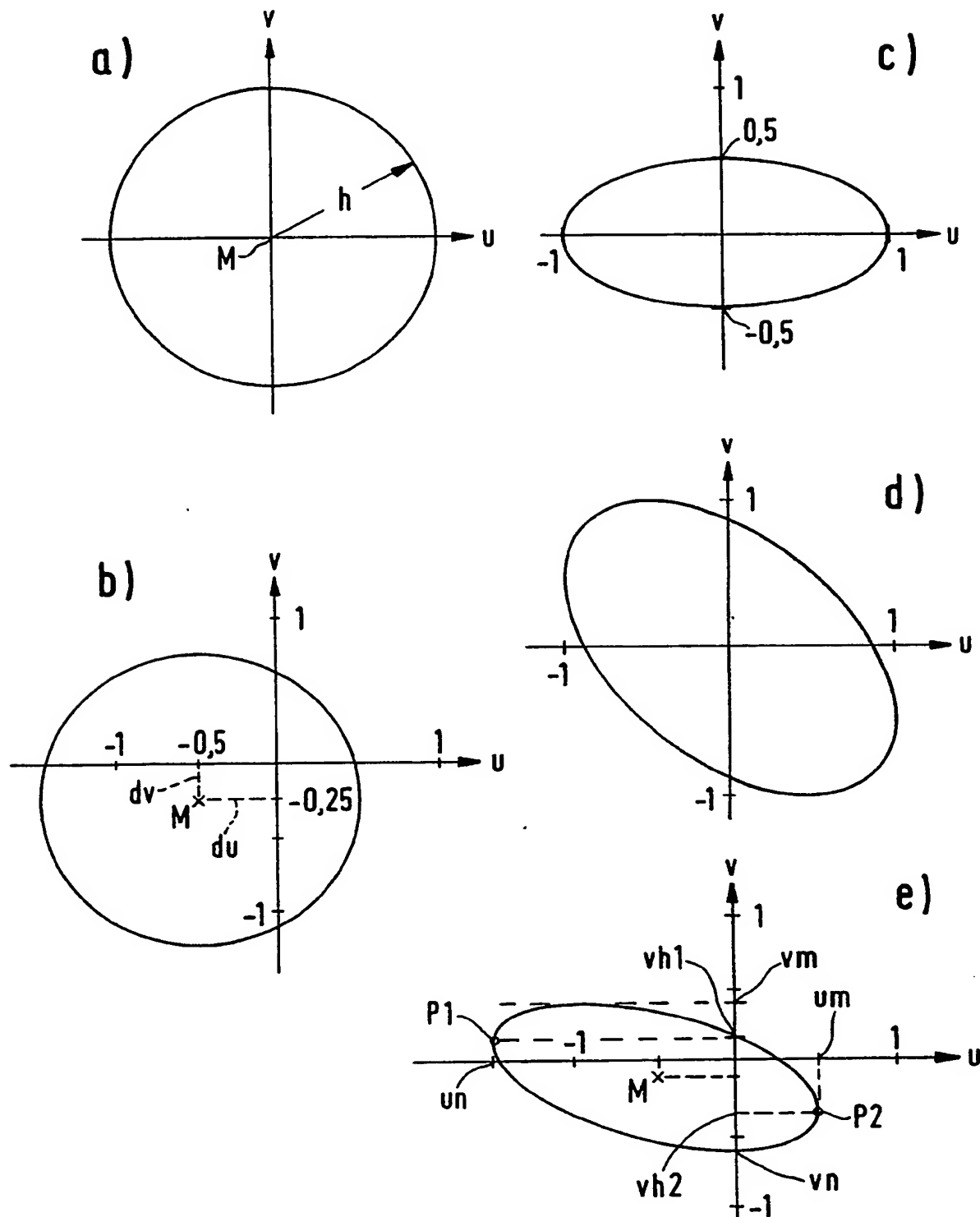


FIG. 5

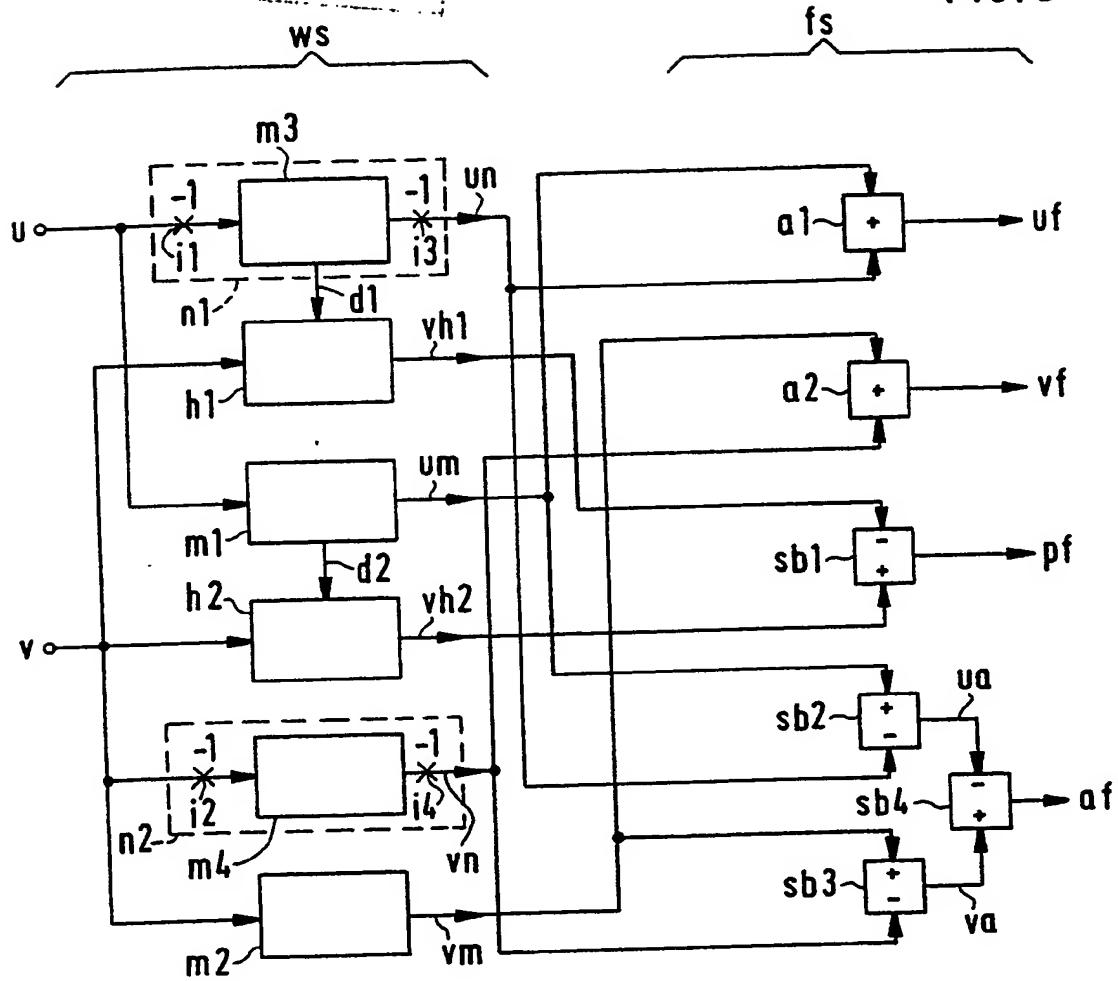


FIG. 6

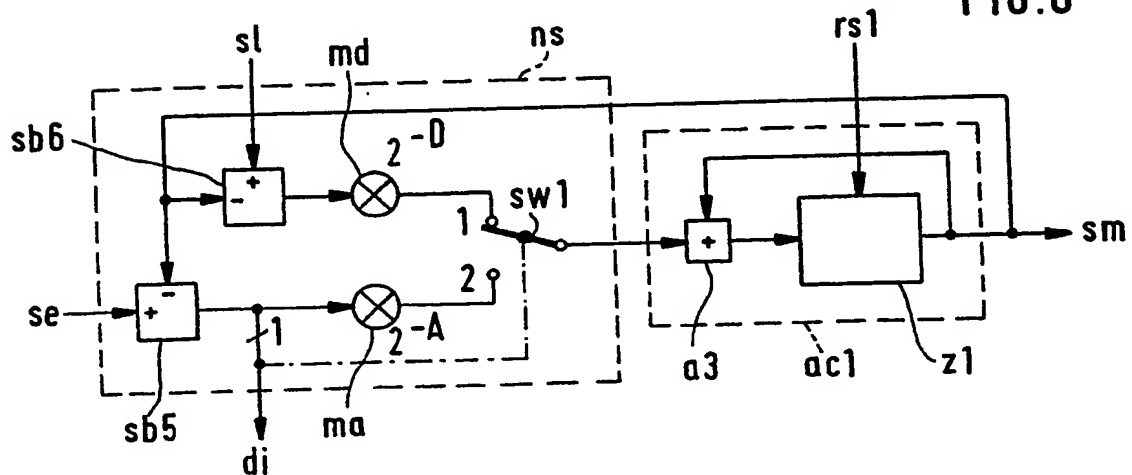


FIG. 7

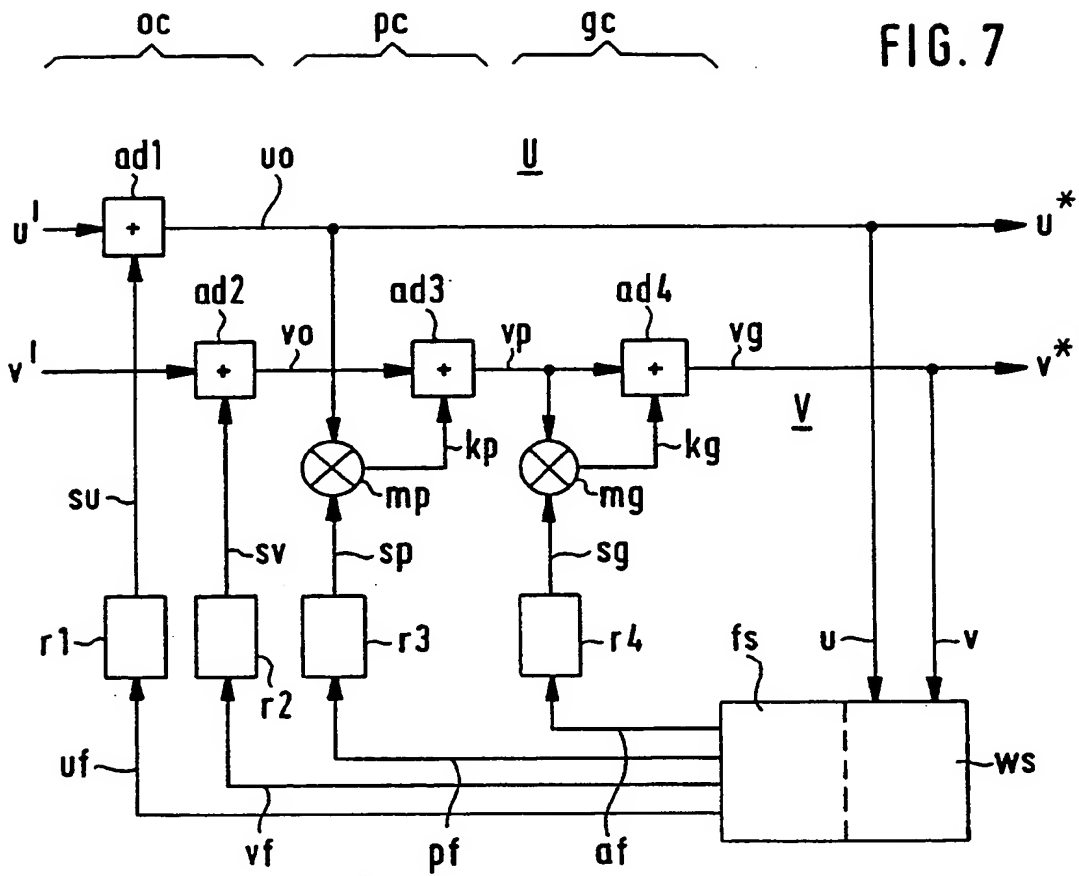
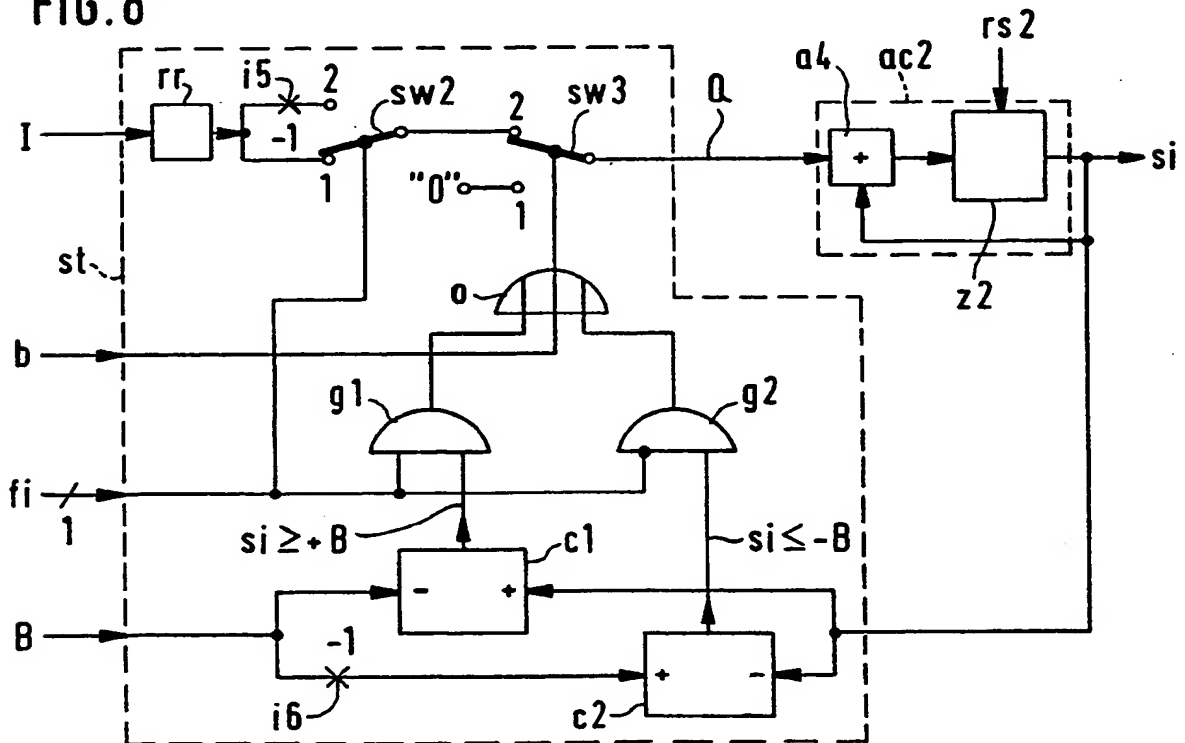


FIG. 8





Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 88 10 8442

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl.4)
A	EP-A-0 180 339 (STC PLC) * Seite 3, Zeile 1 - Seite 4, Zeile 3; Seite 4, Zeile 32 - Seite 6, Zeile 7; Figuren 1,2,5-7 *	1,5,6	H 03 D 7/16 H 03 D 1/22 H 03 D 3/00
A,D	EP-A-0 237 590 (DEUTSCHE ITT INDUSTRIES GmbH) * Spalte 3, Zeile 40 - Spalte 7, Zeile 48; Figuren 1-5 *	1,5	
A	EP-A-0 074 858 (INT. STANDARD ELECTRIC CORP.) * Seite 4, Zeile 1 - Seite 5, Zeile 26; Seite 8, Zeile 24 - Seite 9, Zeile 32; Figuren 1,4,5 *	1,6	
A	EP-A-0 048 229 (TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON) * Seite 3, Zeile 18 - Seite 11, Zeile 8; Figuren 1-7 *	1	
A,D	EP-A-0 122 657 (N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN) * Seite 10, Zeile 38 - Seite 12, Zeile 6; Seite 14, Zeile 13 - Seite 18, Zeile 36; Seite 20, Zeilen 9-36; Seite 22, Zeile 6 - Seite 23, Zeile 14; Figuren 1-6 *	1	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl.4) H 03 D H 04 L
Recherchenort DEN HAAG		Abschlußdatum der Recherche 27-01-1989	Prüfer BALBINOT H.
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument			